

PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 2003-060604

(43)Date of publication of application : 28.02.2003

(51)Int.Cl.

H04J 11/00

(21)Application number : 2001-246408

(71)Applicant : NIPPON TELEGR & TELEPH CORP
<NTT>

(22)Date of filing : 15.08.2001

(72)Inventor : ASAI YUSUKE
UMEHIRA MASAHIRO
SUGIYAMA TAKATOSHI
KUROSAKI SATOSHI

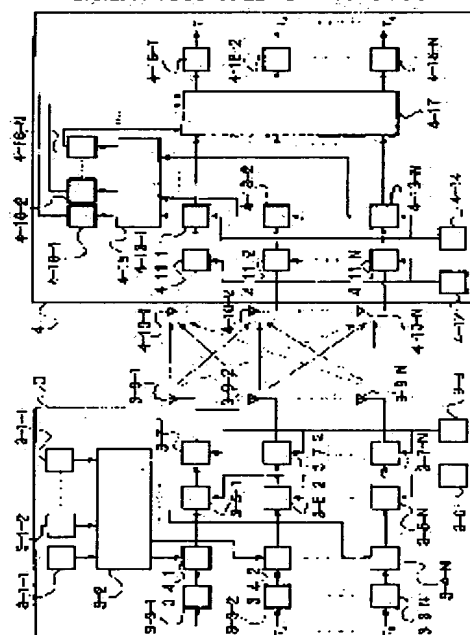
(54) OFDM SIGNAL TRANSMISSION APPARATUS AND OFDM SIGNAL RECEPTION APPARATUS

(57)Abstract:

PROBLEM TO BE SOLVED: To improve frequency utilization efficiency by composing an MIMO channel by a plurality of transmission/reception antennas for an OFDM signal transmission apparatus that is used in wideband mobile communication or the like.

SOLUTION: A transmission subcarrier pilot matrix generator, and transmission pilot signal configuration equipment are arranged as a pilot signal generator in the OFDM signal transmission apparatus. The transmission subcarrier pilot matrix generator generates a matrix other than a single matrix where a determinant does not become zero and a matrix of the complex multiples of the single matrix with a transmission pilot signal P_{imn} at the m -th symbol that is transmitted by the n -th antenna in the i -th subcarrier as constituents in the m column n row. The transmission pilot signal configuration equipment inputs a constituent at m column n row into a multiplexing circuit from all P_i as transmission pilot signal constituents (p_{1mn} , p_{2mn} , ..., p_{lmn}) at the m -th symbol in the n -th antenna.

図1に示す実施の形態の例を示す図



LEGAL STATUS

[Date of request for examination]

24.03.2003

[Date of sending the examiner's decision of rejection]

[Kind of final disposal of application other than the examiner's decision of rejection or application converted registration]

[Date of final disposal for application]

[Patent number]

3590008

[Date of registration]

27.08.2004

[Number of appeal against examiner's decision
of rejection]

[Date of requesting appeal against examiner's
decision of rejection]

[Date of extinction of right]

Copyright (C); 1998,2003 Japan Patent Office

(19)日本国特許庁 (J P)

(12) 公 開 特 許 公 報 (A)

(11)特許出願公開番号

特開2003-60604

(P2003-60604A)

(43)公開日 平成15年2月28日(2003.2.28)

(51)Int.Cl.⁷

H 0 4 J 11/00

識別記号

F I

H 0 4 J 11/00

データベース(参考)

Z 5 K 0 2 2

審査請求 未請求 請求項の数7 O L (全 18 頁)

(21)出願番号 特願2001-246408(P2001-246408)

(22)出願日 平成13年8月15日(2001.8.15)

(71)出願人 000004226

日本電信電話株式会社

東京都千代田区大手町二丁目3番1号

(72)発明者 浅井 裕介

東京都千代田区大手町二丁目3番1号 日

本電信電話株式会社内

(72)発明者 梅比良 正弘

東京都千代田区大手町二丁目3番1号 日

本電信電話株式会社内

(74)代理人 100074066

弁理士 本間 崇

最終頁に続く

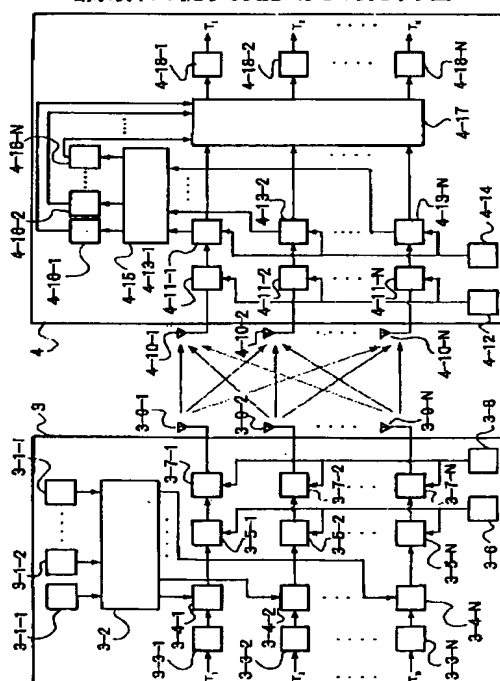
(54)【発明の名称】 OFDM信号送信装置およびOFDM信号受信装置

(57)【要約】

【目的】 広帯域移動体通信などにおいて用いられるOFDM信号伝送装置に関し、複数の送受信アンテナを用いてMIMOチャネルを構成することにより周波数利用効率を向上させることを目的とする。

【構成】 OFDM信号送信装置のパイロット信号発生器として、 i 番目のサブキャリアにおける n 本目のアンテナで送信される m シンボル目の送信パイロット信号 P^i_{mn} を m 行 n 列の成分として、行列式が 0 とならない単行列およびその複素数倍の行列以外の行列を発生させる送信サブキャリアパイロット行列発生器と、その出力である i 番目のサブキャリアの送信サブキャリアパイロット行列 P^i に対して、全ての P^i から m 行 n 列目の成分を n 本目のアンテナの m シンボル目の送信パイロット信号成分 (p^1_{mn} , p^2_{mn} , \dots , p^i_{mn}) として多重化回路に入力する送信パイロット信号構成器を配置することによって構成する。

請求項1に対応する実施の形態の例を示す図



【特許請求の範囲】

【請求項 1】 N 系統（N は 2 以上の整数）の送信データを各々 N 系統のサブキャリア数が I である OFDM シンボルに変換するデータ変換器と、N 系統の既知のパイロット信号を生成するパイロット信号発生器と、前記のデータ変換器の出力である N 系統の OFDM シンボルと前記 N 系統のパイロット信号とを多重化する多重化回路と、該多重化回路の N 系統の出力に接続される高速逆フーリエ変換器と、前記高速逆フーリエ変換器の N 系統の出力を無線周波数に変換する周波数変換器と、前記の周波数変換器出力を送信する N 個の送信アンテナを有する OFDM 信号送信装置と、

N 個の受信アンテナと、該 N 個の受信アンテナに接続され、無線周波数の受信信号を復調に適した周波数に周波数変換する周波数変換器と、該周波数変換器の全てに共通の局部発信信号を供給する局部発信器と、前記の周波数変換器にそれぞれ接続される高速フーリエ変換器と、前記 N 個の送信アンテナと前記 N 個の受信アンテナの全ての組み合わせの $N \times N$ 種類の通信路を推定するために i 番目（i は 1 以上 I 以下の整数）のサブキャリアにおいて前記 N 個のパイロット信号の N シンボルを要素とする $N \times N$ の行列 S^i に対する逆行列 $(S^i)^{-1}$ を計算して記憶する逆行列演算器と、前記の高速フーリエ変換器の出力である N 系統の受信 OFDM 信号 R_1 、 R_2 、 \dots 、 R_N の i 番目のサブキャリアの信号成分

$(r^i_1, r^i_2, \dots, r^i_N)$ と前記逆行列演算器出力 $(S^i)^{-1}$ を乗じる干渉キャンセラと、該干渉キャンセラ出力 $(t^i_1, t^i_2, \dots, t^i_N)$ から前記 N 系統の送信 OFDM 信号の i 番目のサブキャリアの信号成分 $(t^i_1, t^i_2, \dots, t^i_N)$ の振幅・位相を出力する復調器を有する OFDM 信号受信装置から構成される OFDM 信号伝送装置において、前記 OFDM 信号送信装置の前記パイロット信号発生器として、

i 番目のサブキャリアにおける n 本目（n は 1 以上 N 以下の整数）のアンテナで送信される m シンボル目の送信パイロット信号 P^i_{mn} を m 行 n 列の成分として、行列式が 0 とならない単行列およびその複素数倍の行列以外の行列を発生させる送信サブキャリアパイロット行列発生器と、該送信サブキャリアパイロット行列発生器の出力である i 番目のサブキャリアの送信サブキャリアパイロット行列 P^i に対して、全ての P^i から m 行 n 列目の成分を n 本目のアンテナの m シンボル目の送信パイロット信号成分 $(p^1_{mn}, p^2_{mn}, \dots, p^I_{mn})$ として前記多重化回路に入力する送信パイロット信号構成器を配置したことを特徴とする OFDM 信号送信装置。

【請求項 2】 送信サブキャリアパイロット行列発生器において、全ての送信サブキャリアパイロット行列における送信パイロット信号成分 p^i_{mn} の絶対値が全て同一

である行列で構成する請求項 1 記載の OFDM 信号送信装置。

【請求項 3】 送信サブキャリアパイロット行列発生器および送信パイロット信号構成器において、全ての要素が絶対値が同一で符号のみが異なる 2 つの実数のみで構成される送信パイロットシンボルを構成するサブキャリア成分の集合である I 行 1 列の基本送信パイロットシンボル行列 B を発生させる送信パイロットシンボル発生器と、

10 基本送信パイロットシンボル行列 B および行列 B の全ての要素を符号変換した行列 $-B$ のみにより全ての送信サブキャリアパイロット信号行列を送信サブキャリアパイロット行列が逆行列を持つように構成しデータ変換器に渡す送信パイロットシンボル符号変換器を有する請求項 1 記載の OFDM 信号送信装置。

【請求項 4】 サブキャリア干渉補償行列演算器において、受信サブキャリアパイロット行列に対する送信サブキャリアパイロット行列の逆行列の演算を、複素乗算器を用いることなく符号変換器とシフトレジスタのみの構成で行う請求項 3 記載の OFDM 信号送信装置。

【請求項 5】 全てのアンテナの全てのパイロット信号を予め決められた回数 G 回だけ同一のシンボルを繰り返し送信する送信パイロット信号構成器を有する請求項 1 ～請求項 3 のいずれか 1 項に記載の OFDM 信号送信装置。

【請求項 6】 N 系統（N は 2 以上の整数）の送信データを各々 N 系統のサブキャリア数が I である OFDM シンボルに変換するデータ変換器と、N 系統の既知のパイロット信号を生成するパイロット信号発生器と、前記のデータ変換器の出力である N 系統の OFDM シンボルと前記 N 系統のパイロット信号とを多重化する多重化回路と、該多重化回路の N 系統の出力に接続される高速逆フーリエ変換器と、前記高速逆フーリエ変換器の N 系統の出力を無線周波数に変換する周波数変換器と、前記の周波数変換器出力を送信する N 個の送信アンテナを有する OFDM 信号送信装置と、

N 個の受信アンテナと、該 N 個の受信アンテナに接続され、無線周波数の受信信号を復調に適した周波数に周波数変換する周波数変換器と、該周波数変換器の全てに共通の局部発信信号を供給する局部発信器と、前記の周波数変換器にそれぞれ接続される高速フーリエ変換器と、前記 N 個の送信アンテナと前記 N 個の受信アンテナの全ての組み合わせの $N \times N$ 種類の通信路を推定するために i 番目（i は 1 以上 I 以下の整数）のサブキャリアにおいて前記 N 個のパイロット信号の N シンボルを要素とする $N \times N$ の行列 S^i に対する逆行列 $(S^i)^{-1}$ を計算して記憶する逆行列演算器と、前記の高速フーリエ変換器の出力である N 系統の受信 OFDM 信号 R_1 、 R_2 、 \dots 、 R_N の i 番目のサブキャリアの信号成分

50 $(r^i_1, r^i_2, \dots, r^i_N)$ と前記逆行列演算器

出力 $(S^i)^{-1}$ を乗じる干渉キャンセラと、該干渉キャンセラ出力 $(t^{i1}, t^{i2}, \dots, t^{iN})$ から前記N系統の送信OFDM信号のi番目のサブキャリアの信号成分 $(t^{i1}, t^{i2}, \dots, t^{iN})$ の振幅・位相を出力する復調器を有するOFDM信号受信装置から構成されるOFDM信号伝送装置において、OFDM信号受信装置の逆行列演算器として、N本のアンテナで受信したNシンボルのパイロット信号を入力として、前記N系統の高速フーリエ変換器出力におけるi番目のサブキャリアのn本目のアンテナのmシンボル目の受信信号 r_{imn} をm行n列の成分とするN行N列の受信サブキャリアパイロット行列PRを出力する受信サブキャリアパイロット信号行列構成器と、該受信パイロット信号行列生成器出力 PR_i と送信サブキャリアパイロット信号行列 P_i の逆行列を乗算することによりi番目のサブキャリアに対する前記N個の送信アンテナと前記N個の受信アンテナの間の伝達関数の行列であるサブキャリア伝達関数行列 S^i を計算し、その逆行列 $(S^i)^{-1}$ を計算するサブキャリア干渉補償行列演算器を具備することを特徴とするOFDM信号受信装置。

【請求項7】 Gシンボル繰り返し送信された送信パイロット信号に対する受信パイロット信号のフーリエ変換出力を、各アンテナのGシンボルにわたる平均値を1シンボル分のパイロット信号として伝達関数演算器に受け渡す受信パイロット信号合成回路とを有する請求項6記載のOFDM信号受信装置。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】 本発明は、広帯域移動体通信などにおいて用いられる直交周波数分割多重 (OFDM: Orthogonal Frequency Division Multiplexing) 信号伝送装置の中でも、特に複数の送信アンテナと複数の受信アンテナを用いてMIMO (Multiple-Input Multiple-Output) チャンネルを構成することにより飛躍的な周波数利用効率を達成することのできるOFDM信号送信装置およびOFDM信号受信装置に係る。

【0002】

【従来の技術】 広帯域移動体通信においては、移動体通信におけるマルチパスフェージング環境下において一定レベルの通信品質を維持するための周波数選択性フェージングの対策とともに、限られた周波数帯の中で大容量化を図るための周波数利用効率の向上策が必要である。周波数選択性フェージングへの対策としては、送信信号を互いに直交するサブキャリア群に分割して、マルチキャリア伝送を行うOFDM方式が知られている。

【0003】 一方、周波数利用効率の向上への対策としては、複数の送信アンテナと複数の受信アンテナを用いてMIMOチャンネルを構成し、受信側において各受信アンテナの受信信号からチャンネル推定器と干渉キャンセラ

を用いて各送信アンテナからの送信信号を分離して復元することにより、送信アンテナの数だけチャンネルを増加させ、周波数利用効率を向上させる手法が提案されている。

【0004】 OFDM方式においてMIMOチャンネルを構成し、信号処理を行うことにより空間で合成された信号を分離することを可能とする手法も提案されている

(特願2001-109679)。以下、従来技術におけるMIMOチャンネルを用いたOFDM信号伝送装置の構成を、図10のブロック図を用いて説明する。従来技術におけるOFDM信号伝送装置は、OFDM信号伝送装置1とOFDM信号受信装置2から構成される。

【0005】 OFDM信号送信装置1は、2以上の複数N個の送信アンテナ1-8-1~1-8-Nと、該送信アンテナ1-8-1~1-8-Nに対応した既知のパイロット信号 P_1, P_2, \dots, P_N を発生するN個のパイロット信号発生器1-1-1~1-1-Nと、送信データ T_1, T_2, \dots, T_N を各々OFDMシンボル M_1, M_2, \dots, M_N に変換するデータ変換器1-2-1~1-2-Nと、該パイロット信号とデータ変換器の出力を多重化するN個の多重化回路1-3-1~1-3-Nと、

【0006】 該多重化回路の出力に接続されるN個の高速逆フーリエ変換器1-4-1~1-4-Nと、該高速逆フーリエ変換器の全てに共通のOFDMシンボルタイミングを供給するシンボルタイミング発生器1-5と、該高速逆フーリエ変換器の出力を無線周波数に変換するN個の送信用周波数変換器1-6-1~1-6-Nと、該送信用周波数変換器の全てに共通の局部発振信号を供給する送信用局部発振器1-7から構成される。

【0007】 なお、データ信号 T_1, T_2, \dots, T_N には、受信側で同期をとるために必要なプリアンブル等が予め付加されているものとする。また、パイロット信号 P_1, P_2, \dots, P_N はOFDM信号受信装置2が各パイロット信号 P_1, P_2, \dots, P_N を容易に分離して受信できるよう、送信アンテナ毎にタイミングを替えて送信する。

【0008】 パイロット信号の例を図11に示す。一方、OFDM信号受信装置2は、N個の受信アンテナ2-9-1~2-9-Nと、該受信アンテナ毎2-9-1~2-9-Nに接続され、無線周波数の受信信号を復調に適した周波数に周波数変換するN個の受信用周波数変換器2-10-1~2-10-Nと、該受信用周波数変換器2-10-1~2-10-Nの全てに共通の局部発振信号を供給する受信用局部発振器2-11と、

【0009】 該受信用周波数変換器2-10-1~2-10-Nからの出力を高速フーリエ変換する高速フーリエ変換器2-12-1~2-12-Nと、該高速フーリエ変換器2-12-1~2-12-Nからの出力信号のうち、前記OFDM信号送信装置の送信アンテナ1、

2、・・・N毎に送信される前記パイロット信号 P_1 、 P_2 、・・・ P_N の受信信号（以下、受信パイロット信号と称す）を検出するためのタイミング信号発生器2-13と、

【0010】該高速フーリエ変換器2-11-1～2-11-Nから出力される受信パイロット信号から、 i 番目のサブキャリア毎に、該OFDM信号送信装置の送信アンテナ N 個と前記OFDM信号送信装置の受信アンテナ N 個の各々の組み合わせに対応する $N \times N$ 個の受信パイロット信号の受信振幅と位相を検出することにより得られる伝達関数を成分とする N 行 N 列の行列 S^i の逆行列 $(S^i)^{-1}$ を演算して記憶する逆行列演算器2-14と、

【0011】 N 個の該高速フーリエ変換器の出力である受信データ信号 R_1 、 R_2 、・・・ R_N から得られる i 番目のサブキャリア $(r_{i1}^i, r_{i2}^i, \dots, r_{iN}^i)$ に対して、該逆行列演算器で求めた逆行列 $(S^i)^{-1}$ を用いて、 $(r_{i1}^i, r_{i2}^i, \dots, r_{iN}^i) \times (S^i)^{-1}$ の演算を全てのサブキャリアについて行う干渉キャンセラ2-15と、該干渉キャンセラの出力であるOFDMシンボルをビット列に変換する復調器2-16-1～2-16-Nから構成される。

【0012】従来のOFDM信号送受信装置においては、OFDM信号送信装置1において、送信用局部発振器1-7により各送信用周波数変換器1-6-1～1-6-Nに共通の局部発振信号を供給することにより、各送信アンテナ1-8-1～1-8-Nから同一の周波数の無線信号を送信する。従って、OFDM信号受信装置2側において、各受信アンテナ2-9-1～2-9-Nは各送信アンテナ1-8-1～1-8-Nからの信号を同一周波数にて受信する。

【0013】これらの信号は空間においては互いに干渉信号となるが、従来のOFDM信号送受信装置の構成では以下の手法により各信号を分離している。まず、OFDM信号送信装置1から、パイロット信号発生器1-1-1～1-1-Nによって送信アンテナ1-8-1～1-*

$$\begin{pmatrix} 0 & \dots & 0 & p_n^i & 0 & \dots & 0 \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} s_{11}^i & s_{12}^i & \dots & s_{1N}^i \\ s_{21}^i & s_{22}^i & & s_{2N}^i \\ \vdots & & \ddots & \vdots \\ s_{N1}^i & s_{N2}^i & \dots & s_{NN}^i \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} p_n^i s_{n1}^i \\ p_n^i s_{n2}^i \\ \vdots \\ p_n^i s_{nN}^i \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} r_1 \\ r_2 \\ \vdots \\ r_N \end{pmatrix}$$

【0019】

【数3】

$$\begin{pmatrix} s_{n1}^i \\ s_{n2}^i \\ \vdots \\ s_{nN}^i \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} r_1 / p_n^i \\ r_2 / p_n^i \\ \vdots \\ r_N / p_n^i \end{pmatrix}$$

*-8-N毎に既知のパイロット信号 P_1 、 P_2 、・・・ P_N をOFDM信号受信装置2へ送信する。

【0014】OFDM信号受信装置2側では各受信アンテナ2-9-1～2-9-Nが受信した各パイロット信号を元々のパイロット信号で正規化することにより、該OFDM信号送信装置1の送信アンテナ1-8-1～1-8-Nと該OFDM信号受信装置2の受信アンテナ2-9-1～2-9-Nの各々の組み合わせに対応するサブキャリア毎の伝達応答を推定できる。

10 【0015】この伝達応答の推定には、OFDM信号受信装置8において、該パイロット信号 P_1 、 P_2 、・・・ P_N を各々分離できることが必要であるが、これはOFDM信号送信装置1において、各パイロット信号 P_1 、 P_2 、・・・ P_N を時間上重ならないようタイミングをシフトして送信することにより実現している。いま、送信アンテナ a ($a=1, 2, \dots, N$)と受信アンテナ b ($b=1, 2, \dots, N$)の間の伝達関数を S_{ab} として、送信アンテナと受信アンテナの伝達関数を $N \times N$ のサブキャリア伝達関数行列 S^i として“数1”で表す。

【0016】

【数1】

$$S^i = \begin{pmatrix} s_{12}^i & s_{12}^i & \dots & s_{1N}^i \\ s_{21}^i & s_{22}^i & & s_{2N}^i \\ \vdots & & \ddots & \vdots \\ s_{N1}^i & s_{N2}^i & \dots & s_{NN}^i \end{pmatrix}$$

【0017】例として N 個のアンテナのうちアンテナ n だけがパイロット信号を送信し、残りのアンテナはパイロット信号を送信しない場合を考えると、“数2”、“数3”の演算より伝達関数は n 行の全ての成分のみ求められる。

【0018】

【数2】

【0020】上記の操作を一回行くと、送信アンテナ n と全ての受信アンテナの間の N 個の伝達係数の推定が行える。送信アンテナ、受信アンテナともに N 個の場合、アンテナ間の通信路の種類は $N \times N$ 種類存在する。全ての通信路に対する伝達関数の推定を行うためにはある一つのアンテナのみがパイロット信号を送信し、残りの全てのアンテナは信号を送信しないパターンを N 回繰り返す必要があり、パイロット信号の形態は、例えば図11

の配置が考えられる。

【0021】上記の手法によって得られたサブキャリア i 毎の送受信アンテナの組み合わせに対する伝達関数を成分とする $N \times N$ の行列 S^i の逆行列 $(S^i)^{-1}$ を逆行列演算器 2-14 により計算し、干渉キャンセラ 2-15 が受信した N シンボルのデータ信号に含まれるサブキャリア i に対する全ての成分から構成される 1 行 N 列の行列に対してサブキャリア i の逆行列 $(S^i)^{-1}$ を乗算することにより、サブキャリア毎に該 OFDM 信号送信装置 1 の該送信アンテナ 1-8-1 ~ 1-8-N 毎に送信されるデータ信号 (M^i_1 、 M^i_2 、 \dots 、 M^i_N) (MIMO チャンネル) を分離する。

【0022】このデータ信号 (M^i_1 、 M^i_2 、 \dots 、 M^i_N) を復調器 2-16-1 ~ 2-16-N によつてビット列に復調することにより、OFDM 信号受信装置 2 において OFDM 信号送信装置 1 が送信する元のデータ信号 T_1 、 T_2 、 \dots 、 T_N が復元できる。このように動作するため、同一の伝送パスにおいて同一の周波数帯域で N の OFDM 信号の送受信を行うことができ、この技術を用いない OFDM 信号伝送装置に比べて周波数帯域を増加させることなく N 倍の容量の情報を伝送することが可能となる。

【0023】

【発明が解決しようとする課題】OFDM MIMO 送受信装置では、ある送信アンテナが送信した信号は受信器側の全てのアンテナにおいて受信される。各受信アンテナにおいて受信される信号は、全ての送信信号成分を含んでおり、ある送信アンテナからの信号成分に対して、それ以外の送信アンテナの信号成分は全て干渉成分としてはたらく。したがって、受信信号を送信信号成分毎に分離する必要があり、任意の送受信アンテナの組に対する伝達関数を求めなければならない。

【0024】従来の OFDM MIMO 送受信器においては、送信アンテナ毎に伝達関数の推定を行っていた。すなわち、ある一つのアンテナのみパイロット信号を送信し残りの $N-1$ 個のアンテナはパイロット信号を送信しないことにより、パイロット信号を送信したある 1 つのアンテナと全ての受信アンテナの間の伝達関数を全てのサブキャリアに対して求め、この操作を N 回繰り返すことにより、任意の送受信アンテナの組に対する伝達関数を全てのサブキャリアに対して求めていた。

【0025】従来方式において、伝達関数の推定精度を向上させる事を目的としてパイロット信号に含まれる電力を増加させることを考えると、ある 1 個のアンテナのみがパイロット信号を送信している間は、残りの $N-1$ 個のアンテナがパイロット信号を送信することができないため、例えばパイロット信号の送信電力を K 倍にするためには、以下の 2 種類の方法が存在していた。

【0026】1. 送信するパイロット信号のシンボル数を K 倍にする

各アンテナ毎に独立に送信するパイロット信号を、各アンテナで繰り返し送信することにより、送信電力を向上させる。この手法を利用すると、パイロット信号の送信電力を K 倍にするためには、 N 本のアンテナで K シンボルずつパイロット信号を送信する必要があり、パイロット信号のシンボル長が K 倍となり、送信信号中におけるデータシンボルの割合が減少し、伝送効率が低下する。

【0027】2. パイロット信号のみを通常のシンボルの K 倍の送信電力で送信する

送信アンテナに接続される高電力増幅器および受信アンテナに接続される低雑音増幅器のダイナミックレンジが従来の K 倍必要となる。上記のいずれの方法も、周波数利用が低下したり、アナログ回路の高機能化が必要となるという欠点があり、送信パイロット信号のシンボル数、すなわち送信パイロット信号を送っている時間を増加させることなく、パイロット信号の送信電力の増加を実現する方法が必要とされていた。

【0028】

【課題を解決するための手段】本発明によれば、上述の課題は、前記特許請求の範囲に記載した手段によって解決される。すなわち、請求項 1 の発明は、 N 系統 (N は 2 以上の整数) の送信データを各々 N 系統のサブキャリア数が I である OFDM シンボルに変換するデータ変換器と、 N 系統の既知のパイロット信号を生成するパイロット信号発生器と、

【0029】前記のデータ変換器の出力である N 系統の OFDM シンボルと前記 N 系統のパイロット信号とを多重化する多重化回路と、該多重化回路の N 系統の出力に接続される高速逆フーリエ変換器と、前記高速逆フーリエ変換器の N 系統の出力を無線周波数に変換する周波数変換器と、前記の周波数変換器出力を送信する N 個の送信アンテナを有する OFDM 信号送信装置と、

【0030】 N 個の受信アンテナと、該 N 個の受信アンテナに接続され、無線周波数の受信信号を復調に適した周波数に周波数変換する周波数変換器と、該周波数変換器の全てに共通の局部発信信号を供給する局部発信器と、前記の周波数変換器にそれぞれ接続される高速フーリエ変換器と、前記 N 個の送信アンテナと前記 N 個の受信アンテナの全ての組み合わせの $N \times N$ 種類の通信路を推定するために i 番目 (i は 1 以上 I 以下の整数) のサブキャリアにおいて前記 N 個のパイロット信号の N シンボルを要素とする $N \times N$ の行列 S^i に対する逆行列 $(S^i)^{-1}$ を計算して記憶する逆行列演算器と、

【0031】前記高速フーリエ変換器の出力である N 系統の受信 OFDM 信号 R_1 、 R_2 、 \dots 、 R_N の i 番目のサブキャリアの信号成分 (r^i_1 、 r^i_2 、 \dots 、 r^i_N) と前記逆行列演算器出力 $(S^i)^{-1}$ を乗じる干渉キャンセラと、該干渉キャンセラ出力 (t^i_1 、 t^i_2 、 \dots 、 t^i_N) から前記 N 系統の送信 OFDM 信号の i 番目のサブキャリアの信号成分 (t^i_1 、 t^i_2 、 \dots 、 t^i_N) を生成する干渉キャンセラと、

$2, \dots, t^i_N)$ の振幅・位相を出力する復調器を有するOFDM信号受信装置から構成されるOFDM信号伝送装置において、

【0032】前記OFDM信号送信装置の前記パイロット信号発生器として、 i 番目のサブキャリアにおける n 本目 (n は1以上 N 以下の整数) のアンテナで送信される m シンボル目の送信パイロット信号 p^i_{mn} を m 行 n 列の成分として、行列式が0とならない単行列およびその複素数倍の行列以外の行列を発生させる送信サブキャリアパイロット行列発生器と、

【0033】該送信サブキャリアパイロット行列発生器の出力である i 番目のサブキャリアの送信サブキャリアパイロット行列 P^i に対して、全ての P^i から m 行 n 列目の成分を n 本目のアンテナの m シンボル目の送信パイロット信号成分 ($p^1_{mn}, p^2_{mn}, \dots, p^I_{mn}$) として前記多重化回路に入力する送信パイロット信号構成器を配置したことを特徴とするOFDM信号送信装置。

【0034】請求項2の発明は、請求項1記載のOFDM信号送信装置において、送信サブキャリアパイロット行列発生器を、全ての送信サブキャリアパイロット行列における送信パイロット信号成分 p^i_{mn} の絶対値が全て同一である行列で構成したものである。

【0035】請求項3の発明は、請求項1記載のOFDM信号送信装置において、送信サブキャリアパイロット行列発生器および送信パイロット信号構成器を、全ての要素が絶対値が同一で符号のみが異なる2つの実数のみで構成される送信パイロットシンボルを構成するサブキャリア成分の集合である I 行1列の基本送信パイロットシンボル行列 B を発生させる送信パイロットシンボル発生器と、

【0036】基本送信パイロットシンボル行列 B および行列 B の全ての要素を符号変換した行列 $-B$ のみにより全ての送信サブキャリアパイロット信号行列を送信サブキャリアパイロット行列が逆行列を持つように構成しデータ変換器に渡す送信パイロットシンボル符号変換器を有せしめて構成したものである。

【0037】請求項4の発明は、請求項3記載のOFDM信号送信装置において、サブキャリア干渉補償行列演算器が、受信サブキャリアパイロット行列に対する送信サブキャリアパイロット行列の逆行列の演算を、複素乗算器を用いることなく符号変換器とシフトレジスタのみで行うように構成したものである。

【0038】請求項5の発明は、請求項1～請求項3のいずれか1項に記載のOFDM信号送信装置において、全てのアンテナの全てのパイロット信号を予め決められた回数 G 回だけ同一のシンボルを繰り返し送信する送信パイロット信号構成器を有せしめて構成したものである。

【0039】請求項6の発明は、 N 系統 (N は2以上の整数) の送信データを各々 N 系統のサブキャリア数が I

であるOFDMシンボルに変換するデータ変換器と、 N 系統の既知のパイロット信号を生成するパイロット信号発生器と、前記のデータ変換器の出力である N 系統のOFDMシンボルと前記 N 系統のパイロット信号とを多重化する多重化回路と、該多重化回路の N 系統の出力に接続される高速逆フーリエ変換器と、前記高速逆フーリエ変換器の N 系統の出力を無線周波数に変換する周波数変換器と、前記の周波数変換器出力を送信する N 個の送信アンテナを有するOFDM信号送信装置と、

10 【0040】 N 個の受信アンテナと、該 N 個の受信アンテナに接続され、無線周波数の受信信号を復調に適した周波数に周波数変換する周波数変換器と、該周波数変換器の全てに共通の局部発信信号を供給する局部発信器と、前記の周波数変換器にそれぞれ接続される高速フーリエ変換器と、前記 N 個の送信アンテナと前記 N 個の受信アンテナの全ての組み合わせの $N \times N$ 種類の通信路を推定するために i 番目 (i は1以上 I 以下の整数) のサブキャリアにおいて前記 N 個のパイロット信号の N シンボルを要素とする $N \times N$ の行列 S^i に対する逆行列 (S^i)⁻¹ を計算して記憶する逆行列演算器と、

20 【0041】前記の高速フーリエ変換器の出力である N 系統の受信OFDM信号 R_1, R_2, \dots, R_N の i 番目のサブキャリアの信号成分 ($r^i_1, r^i_2, \dots, r^i_N$) と前記逆行列演算器出力 (S^i)⁻¹ を乗じる干渉キャンセラと、該干渉キャンセラ出力 ($t^i_1, t^i_2, \dots, t^i_N$) から前記 N 系統の送信OFDM信号の i 番目のサブキャリアの信号成分 ($t^i_1, t^i_2, \dots, t^i_N$) の振幅・位相を出力する復調器を有するOFDM信号受信装置から構成されるOFDM信号伝送装置において、

30 【0042】OFDM信号受信装置の逆行列演算器として、 N 本のアンテナで受信した N シンボルのパイロット信号を入力として、前記 N 系統の高速フーリエ変換器出力における i 番目のサブキャリアの n 本目のアンテナの m シンボル目の受信信号 r^i_{mn} を m 行 n 列の成分とする N 行 N 列の受信サブキャリアパイロット行列 PR を出力する受信サブキャリアパイロット信号行列構成器と、

40 【0043】該受信パイロット信号行列生成器出力 PR i と送信サブキャリアパイロット信号行列 P^i の逆行列を乗算することにより i 番目のサブキャリアに対する前記 N 個の送信アンテナと前記 N 個の受信アンテナの間の伝達関数の行列であるサブキャリア伝達関数行列 S^i を計算し、その逆行列 (S^i)⁻¹ を計算するサブキャリア干渉補償行列演算器を具備するOFDM信号受信装置である。

50 【0044】請求項7の発明は、請求項6記載のOFDM信号受信装置において、 G シンボル繰り返し送信された送信パイロット信号に対する受信パイロット信号のフーリエ変換出力を、各アンテナの G シンボルにわたる平均値を1シンボル分のパイロット信号として伝達関数演

算器に受け渡す受信パイロット信号合成回路とを有するように構成したものである。

【0045】

【作用】本発明では、伝達関数の推定のために用いられる送信パイロット信号の信号空間の利用効率を改善するために、送信器において、パイロット信号としてサブキャリア毎に構成される各アンテナと OFDM シンボルによって張られる空間、すなわちあるサブキャリアに対する空間および時間軸の 2 次元空間におけるパイロット信号の成分を行列に見立てて、サブキャリア毎の送信パイロット信号成分に対する N 行 N 列の行列が逆行列を持つように構成し送信を行い、

【0046】受信器において受信したパイロット信号にパイロット信号の逆行列を乗算することにより伝達関数を求める。この操作により、伝達関数推定用パイロット信号は全アンテナで同時に送信することが可能となり、パイロット信号を送信するのに必要となる時間は従来の方式と同一でありながら、パイロット信号を多重化することにより全体の電力を N 倍にすることができるため、伝達関数の推定値の信頼度が向上し誤り率特性の改善を達成できる。

【0047】

【発明の実施の形態】請求項 1、6 の発明に対応する実施の形態の例を図 1 に示す。本発明に係る OFDM 信号伝送装置は、OFDM 信号送信装置 3 と OFDM 信号受信装置 4 から構成される。OFDM 信号送信装置 3 は、I 個の送信サブキャリアパイロット行列発生器 3-1-1 ~ 3-1-I 送信パイロット信号構成器 3-2、N 個のデータ変換器 3-3-1 ~ 3-3-N、N 個の多重化回路 3-4-1 ~ 3-4-N、N 個の高速逆フーリエ変換器 3-5-1 ~ 3-5-N、シンボルタイミング発生器 3-6、N 個の送信用周波数変換器 3-7-1 ~ 3-7-N、送信用局部発信器 3-8、N 個の送信アンテナ 3-9-1 ~ 3-9-N から構成される。

【0048】なお、各アンテナで送信されるデータ信号 T_1 、 T_2 、 \dots 、 T_N には、受信側で同期をとるために必要なプリアンブルが、予め付加されているものとする。一方、OFDM 信号受信装置 4 は、N 個の受信アンテナ 4-10-1 ~ 4-10-N、N 個の受信用周波数変換器 4-11-1 ~ 4-11-N、受信用局部発信器 4-12、N 個の高速フーリエ変換器 4-13-1 ~ 4-13-N、タイミング信号発生器 4-14、

【0049】該高速フーリエ変換器 4-13-1 ~ 4-13-N から出力される N 個のアンテナが N シンボルずつ出力するパイロット信号を、サブキャリアごとに N 行 N 列の受信サブキャリアパイロット行列に構成する受信サブキャリアパイロット行列構成器 4-15、前記受信サブキャリアパイロット信号行列構成器において構成された $N \times N$ のサブキャリア成分を N 行 N 列の行列として読み込み、

【0050】この行列に当該サブキャリアに対する送信パイロット信号行列の逆行列を乗算することによりサブキャリア伝達関数行列を計算し、計算された伝達関数の逆行列を計算し記憶する I 個のサブキャリア伝達関数逆行列演算器 4-15-1 ~ 4-15-I、該サブキャリア干渉補償行列演算器からサブキャリア干渉補償行列を読み出し、各サブキャリアの情報信号の該高速フーリエ変換器の出力と乗算することにより各サブキャリアの信号を各アンテナ成分毎に分離する干渉キャンセラ 4-17 と、N 個の復調器 4-18-1 ~ 4-18-N から構成される。

【0051】本 OFDM 信号送受信装置においては、OFDM 信号送信装置 3 において送信用局部発信器 3-8 により各送信用周波数変換器 3-7-1 ~ 3-7-N に共通の局部発信信号を供給することにより、各送信アンテナ 3-9-1 ~ 3-9-N から同一の周波数である無線信号を送信する。従って、OFDM 信号受信装置 4 側において各受信アンテナ 4-10-1 ~ 4-10-N は各送信アンテナからの信号を同一周波数で受信する。これらの信号は空間においては互いに干渉信号としてはたらくが、本構成では以下の手法により各信号を分離する。N 本の送信アンテナで N シンボルのパイロット信号を送信する場合を例とする。

【0052】送信する OFDM 信号を図 2 に示す。本発明では、OFDM 信号送信装置における I 個のサブキャリアパイロット信号行列発生器 3-1-1 ~ 3-1-I において、N 本のアンテナ、N シンボルで送信されるパイロット信号のうち、サブキャリア i に対するパイロット信号成分を発生させる。n 本目のアンテナが送信する m 番目のシンボルのサブキャリア i の成分を p_{mn}^i とした場合に、“数 4”に示すような逆行列を持ちなおかつ単位行列の複素数倍でない送信サブキャリアパイロット信号行列 P^i を生成して、送信パイロット信号再構成 3-2 に受け渡す。

【0053】

【数 4】

$$P^i = \begin{pmatrix} p_{11}^i & p_{12}^i & \cdots & p_{1N}^i \\ p_{21}^i & p_{22}^i & & p_{2N}^i \\ \vdots & & \ddots & \vdots \\ p_{N1}^i & p_{N2}^i & \cdots & p_{NN}^i \end{pmatrix}$$

【0054】送信パイロット信号再構成器では、I 個の送信サブキャリアパイロット信号行列 P^i から、n 個目のアンテナの m シンボル目の送信パイロット信号の全てのサブキャリア成分を抽出し、 $N \times N$ 個の送信パイロットシンボル行列 $P Y_{nm}$

$P Y_{nm} = (p_{1mn}^1 p_{2mn}^2 \cdots p_{Nmn}^N)$ として再構築する。

【0055】送信パイロット信号再構成器は、再構築し

たパイロットシンボル行列 PY_{nm} を送信されるタイミングにあわせて各多重化回路に受け渡す。OFDM受信装置においては、 N 個のアンテナから送信されたパイロット信号を N 個の受信アンテナ $4-10-1 \sim 4-10-N$ で受信し、周波数変換器 $4-11-1 \sim 4-11-N$ でベースバンド信号に変換し、高速フーリエ変換器 $4-12-1 \sim 4-12-N$ で各アンテナで受信された時間波形を各サブキャリアの周波数成分に変換する。

【0056】高速フーリエ変換回路における受信パイロット信号の出力はシンボル毎出力されるが、干渉キャンセルを行うために必要となるサブキャリア伝達関数逆行列は全てのアンテナの全てのパイロット信号における同一のサブキャリア成分から求められるため、受信サブキャリアパイロット信号行列構成器 $4-15$ によりシンボル毎のパイロット信号の集合を、サブキャリア毎のパイロット信号の集合に変換する。

【0057】すなわち、高速フーリエ変換器出力における n 本目のアンテナが受信した m 番目のシンボルのサブキャリア i の受信成分を p_{mn}^i とすると、 n 本目のアンテナにおいて受信された m シンボル目の受信パイロット信号の全サブキャリア成分を記憶する。受信サブキャリアパイロット信号行列構成器は、全てのアンテナの全てのシンボルに対する $N \times N$ 個の受信パイロットシンボル行列を得た後に、“数5”に示すようなサブキャリア i に対する全てのアンテナの全てのシンボル成分から構成される受信サブキャリアパイロット信号行列 PR^i として再構成する。

【0058】

【数5】

$$PR^i = \begin{pmatrix} pr_{11}^i & pr_{12}^i & \cdots & pr_{1N}^i \\ pr_{21}^i & pr_{22}^i & & pr_{2N}^i \\ \vdots & & \ddots & \vdots \\ pr_{N1}^i & pr_{N2}^i & \cdots & pr_{NN}^i \end{pmatrix}$$

【0059】サブキャリア干渉補償行列演算器 $4-16-1 \sim 4-16-I$ では、前記受信サブキャリアパイロット行列構成器において計算されたサブキャリア i に対する受信サブキャリアパイロット行列 PR^i を読み込む。これは送信パイロット信号が通信路を通過して多重化されたものであるため、サブキャリア伝達関数行列 S^i を用いると、 $P^i \cdot S^i = PR^i$ と表される。

【0060】サブキャリア干渉補償行列演算器は、各サブキャリアの受信パイロット信号の行列に対して、送信パイロット信号の逆行列を乗算することにより、各サブキャリアの任意の送信アンテナと受信アンテナの組に対する伝達関数の組である行列 S^i を求めることができる。

$$S^i = (P^i)^{-1} \cdot PR^i$$

【0061】求められた伝達関数の行列 S^i から、伝達関数の逆行列 $(S^i)^{-1}$ が求められ、サブキャリア干渉補償行列演算器に記憶される。 n 本目のアンテナにおける情報シンボルのサブキャリア i における信号点を i_n として、 i_n が n 列目の成分となる1行 N 列の情報信号行列 R^i

$$R^i = (i_1 \ i_2 \ \cdots \ i_N)$$

に対して、

【0062】干渉キャンセラ $4-17$ では、各サブキャリア毎に伝達関数の逆行列 $(S^i)^{-1}$ をサブキャリア干渉補償行列演算器 $4-16-1 \sim 4-16-I$ から読み出し、 R^i に右から乗算することにより受信信号成分を送信信号成分毎に分離する。干渉成分が分離された信号は、復調器 $4-17-1 \sim 4-17-N$ により情報に復調される。

【0063】本発明によりパイロット信号を全てのアンテナから同一時刻に送信することが可能となるため、パイロット信号が従来と同一のシンボル長でありながら、パイロット信号全体の電力が N 倍になり、伝達関数の推定がより正確になり特性改善が実現できる。

【0064】請求項2の発明に対応する実施の形態の例における送受信器の構成は請求項1の場合と同一である。 I 個の送信サブキャリアパイロット行列発生器は、送信サブキャリアパイロット行列 P^i の全ての要素に対して、絶対値が同一である複素数を割り当てる。その結果、パイロット信号の時間波形の振幅変動が減少する。

【0065】請求項3の発明に対応する実施の形態の例を図4に示す。本発明におけるOFDM信号伝送装置は、OFDM信号送信装置5とOFDM信号受信装置6から構成される。OFDM信号送信装置5は、基本送信パイロット信号行列を与える基本送信パイロット信号発生器5-1、基本送信パイロット信号行列を符号変換し、各系統に与える送信パイロット信号符号変換器5-2、

【0066】 N 個のデータ変換器 $5-3-1 \sim 5-3-N$ 、 N 個の多重化回路 $5-4-1 \sim 5-4-N$ 、 N 個の高速逆フーリエ変換器 $5-5-1 \sim 5-5-N$ 、シンボルタイミング発生器5-6、 N 個の送信用周波数変換器 $5-7-1 \sim 5-7-N$ 、送信用局部発信器5-8、 N 個の送信アンテナ $5-9-1 \sim 5-9-N$ から構成される。

【0067】なお、各アンテナで送信されるデータ信号 T_1 、 T_2 、 \cdots 、 T_N には、受信側で同期をとるために必要なプリアンプルが予め付加されているものとする。一方、OFDM信号受信装置6は、 N 個の受信アンテナ $6-10-1 \sim 6-10-N$ 、 N 個の受信用周波数変換器 $6-11-1 \sim 6-11-N$ 、受信用局部発信器 $6-12$ 、 N 個の高速フーリエ変換器 $6-13-1 \sim 6-13-N$ 、タイミング信号発生器 $6-14$ 、

【0068】該高速フーリエ変換器6-13-1~6-13-Nから出力されるN個のアンテナがNシンボルずつ出力するパイロット信号を、サブキャリアごとにN行N列の受信サブキャリアパイロット行列に構成する受信サブキャリアパイロット行列構成器6-15、前記受信サブキャリアパイロット行列構成器において構成されたN×Nのサブキャリア成分をN行N列の行列として読み込み、この行列に当該サブキャリアに対する送信サブキャリアパイロット行列の逆行列を乗算することによりサブキャリア伝達関数行列を計算し、

【0069】計算されたサブキャリア伝達関数行列の逆行列を計算して記憶するI個のサブキャリア干渉補償行列演算器6-16-1~6-16-Iと、該サブキャリア干渉補償行列演算器からサブキャリア伝達関数逆行列を読み出し、各サブキャリアの情報信号の該高速フーリエ変換器の出力と乗算することにより各サブキャリアの信号を分離する干渉キャンセラ6-17と、N個の復調器6-18-1~6-18-Nから構成される。

【0070】送信サブキャリアパイロット行列発生器、送信パイロット信号構成器の代わりに基本送信パイロット信号発生器、送信パイロット信号符号変換器を用いる*

$$B_{\pi} = \begin{pmatrix} 1 & 1 & -1 & -1 & 1 & 1 & -1 & 1 & -1 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & -1 & -1 & 1 & 1 & 1 & 1 & -1 & 1 & 1 & 1 & 0 \\ 1 & -1 & -1 & 1 & 1 & -1 & 1 & -1 & 1 & -1 & -1 & -1 & -1 \\ -1 & 1 & 1 & -1 & -1 & 1 & -1 & 1 & -1 & 1 & 1 & 1 & 1 \end{pmatrix}$$

【0073】送信パイロット信号符号変換器5-2では、基本パイロット信号が各アンテナ、シンボルにおいて用いる符号の情報であるパイロットシンボル符号行列BIをもとに、各アンテナのパイロットシンボルとしてBex、または-Bexのいずれかを与える。パイロットシンボル符号行列は全ての要素が「1」もしくは「-1」で構成され、逆行列を持つ。N=4の場合におけるBIの例を“数7”に示す。

【0074】

【数7】

$$BI = \begin{pmatrix} 1 & -1 & -1 & -1 \\ 1 & 1 & 1 & -1 \\ 1 & -1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & -1 & 1 \end{pmatrix}$$

【0075】BIのn行m列の成分の符号は、n本目のアンテナがmシンボル目に送信すべきパイロットシンボルを表しており、値が「1」であれば、Bexを、「-1」であれば-Bexを多重化回路5-4-1~5-4-Nに与える。すなわち、上記の例においては、パイロットシンボルの1シンボル目の時刻においては行列BIの1列目の成分に対応して、多重化回路5-4-1~5-

*構成となっている点を除いては請求項1に対応する実施の形態の例(図1)と同一である。送信パイロットシンボル発生器5-1では、基準となる1行N列の送信基本パイロット信号Bを発生させる。行列Bの要素は、絶対値が同一で符号のみが異なる実数の組のみから構成し、符号の組み合わせは逆高速フーリエ変換を行ったのちに生成される時間波形の振幅変動値が少ないものにする。

【0071】例としてサブキャリア数52、FFTポイント数64の場合の送信基本パイロット信号Bexを以下に示す。サブキャリア間隔をΔfとし、情報を送信するベースバンドにおけるサブキャリア周波数は-26Δf-26Δfとする。ただしDC成分となるサブキャリアは利用しないため、0とする。“数6”におけるパイロット信号の集合は、サブキャリアのベースバンド周波数である-26Δf、-25Δf、・・・、Δf、DC成分、Δf、・・・、26Δfという並びに対応している。また、全てのサブキャリアの振幅を1で正規化している。

【0072】

【数6】

4-4にはすべてBexが入力される。

【0076】2シンボル目の時刻において、多重化回路5-4-1、5-4-3には-Bexが入力され、多重化回路5-4-2、5-4-4にはBexが入力される。3シンボル目の時刻においては、多重化回路5-4-1、5-4-4には-Bexが入力され、多重化回路5-4-2、5-4-3にはBexが入力される。4シンボル目の時刻においては、多重化回路5-4-1、5-4-2には-Bexが入力され、多重化回路5-4-3、5-4-4にはBexが入力される。

【0077】以上のようにパイロット信号を構成すると、あるサブキャリアに対するサブキャリア送信パイロット信号行列は逆行列をもつBIもしくは-BIのいずれかの行列になるため、伝達関数の推定が行える。また、各アンテナが送信するパイロットシンボルは、Bexもしくは-Bexのいずれかになるため、振幅変動が少ない波形となる。

【0078】また、請求項1におけるサブキャリア伝達関数逆行列の演算が行える。また、請求項1で用いているサブキャリアパイロット信号行列が1つになり、パイロットシンボルのパターンが2通りに限定されるため、請求項1においてパイロット信号を生成する、「サブキャリアパイロット行列発生器」および「送信パイロット

信号構成器」の記憶回路削減につながり、大幅な回路規模の縮小が実現できる。

【0079】請求項4に対応する実施の形態の例について説明する。請求項1～3に対応する実施の形態の例のサブキャリア伝達関数逆行列演算器の内部構成を図5に示す。この例における送受信アンテナ本数は $N=2$ とした。サブキャリア伝達関数逆行列演算器7は、複素加算機7-1-1、7-1-6、減算器7-2、複素除算器7-3-1～7-3-5、複素乗算器7-4-1～7-4-8、符号変換器7-5-1、7-5-2、逆行列メ

$$S^i = (P^i)^{-1} \cdot R^i$$

$$\begin{aligned} &= \begin{pmatrix} (p^i_{11})' & (p^i_{12})' \\ (p^i_{21})' & (p^i_{22})' \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} r^i_{11} & r^i_{12} \\ (p^i_{21})' & (p^i_{22})' \end{pmatrix} \\ &= \begin{pmatrix} (p^i_{11})' \cdot r^i_{11} + (p^i_{12})' \cdot (p^i_{21})' & (p^i_{11})' \cdot r^i_{12} + (p^i_{12})' \cdot r^i_{22} \\ (p^i_{21})' \cdot r^i_{11} + (p^i_{22})' \cdot (p^i_{21})' & (p^i_{21})' \cdot r^i_{12} + (p^i_{22})' \cdot r^i_{22} \end{pmatrix} \\ (p^i)^{-1} &= \begin{pmatrix} (p^i_{11})' & (p^i_{12})' \\ (p^i_{21})' & (p^i_{22})' \end{pmatrix} \end{aligned}$$

【0082】すなわち、 S^i を求めるためには8種類の複素乗算を行う必要があり、複素乗算器7-4-1～7-4-8において計算される。また、請求項1～請求項3におけるサブキャリア伝達関数逆行列演算器内における複素乗算器の構成を図6に示す。複素乗算器8は、実乗算器8-1-1～8-1-4、実加算器8-2-1～8-2-2から構成される。例えば、 $(p^i_{11})' \cdot r^i_{11}$ の項を計算するためには、 $(p^i_{11})' = a + jb$ 、 $r^i_{11} = c + jd$ （ただし j は虚数単位）とすると、

$$(p^i_{11})' \cdot r^i_{11} = (a + jb) \cdot (c + jd) = (ac - bd) + j(ad + bc)$$

となるため、

【0083】実数の乗算を4回行う必要がある。しかしながら、パイロット信号の各成分が、符号が異なり絶対値（絶対値を h とする）が同一である2種類の実数を用いる場合は、任意の i 、 m 、 n に対して r^i_{mn} は、 h あるいは $-h$ となる。したがって、上記の例と同様に $(p^i_{11})' \cdot r^i_{11}$ の項を計算することを考える（ $r^i_{11} = h$ とする）と、

$$(p^i_{11})' \cdot r^i_{11} = (a + jb) \cdot (h) = ah + jbh$$

となるため、

【0084】必要となる実乗算器は2つとなる。さらに、 h を2の k 乗に設定することにより、 a と h の乗算および b と h の乗算は、 a および b を k ビットシフトするシフトレジスタに置き換えることが可能となる。以上を踏まえて、請求項4における複素乗算器の構成例を図7に示す。複素乗算器9は、符号変換器9-1-1～9-1-2、シフトレジスタ9-2-1～9-2-2から

*モリ7-6から構成される。

【0080】サブキャリア i における受信パイロット信号成分である r^i_{11} 、 r^i_{21} 、 r^i_{12} 、 r^i_{22} に対して、まずはじめに送信サブキャリアパイロット行列の逆行列を乗算することによりサブキャリア伝達関数行列 S^i を求め、 S^i から干渉キャンセルを行うためのサブキャリア伝達関数逆行列 $(S^i)^{-1}$ を求める。 S^i を求めるためには“数8”の演算を行う。

【0081】

【数8】

構成される。

【0085】入力1に受信パイロット信号の実数成分および虚数成分が入力され、入力2に受信パイロット信号の成分に対応する送信パイロット信号の符号部分が入力される。入力された受信パイロット信号および送信パイロット信号の符号ははじめに符号変換器に入力される。入力された送信パイロット信号の成分の符号が正であれば受信パイロット信号の成分がそのまま出力され、送信パイロット信号の成分の符号が負であれば受信パイロット信号の成分が符号反転されて出力される。

30

【0086】次に、符号変換器の出力はシフトレジスタに入力される。全ての送信パイロット信号の絶対値を同一（2の k 乗）にしているため、乗算器は必要なく、 k ビット左にビットシフトを行うシフトレジスタを用いればよい。以上の回路構成を行えば、複素乗算器を符号変換器およびシフトレジスタの簡素な構成にすることが可能となり、アンテナ本数 N の値が大きくなればなるほど、逆行列乗算のために必要となる複素乗算器の数は増加するため、回路規模削減の効果は大きくなる。

40

【0087】請求項4の発明の実施の形態の例のサブキャリア伝達関数逆行列演算器内部における複素乗算器の構成を図7に示す。請求項3の発明における送信サブキャリアパイロット行列の成分はすべて絶対値が同一であり符号のみが異なる実数の組であるため、受信側のパイロット信号の逆行列を乗算を行う部分は、複素乗算器を用いる必要はなく、符号反転およびシフトレジスタを用いるだけで実現することができるため回路規模を縮小する事が可能となる。

【0088】請求項5あるいは請求項7の発明に対応する実施の形態の例を図8に示す。本例におけるOFDM

50

信号送信装置の構成は請求項3に対応する実施の形態の例に対して機能変更を行うこと前提とする。しかし、請求項1および2におけるOFDM信号送信装置を機能変更することでも実現可能であることは明白である。本発明におけるOFDM信号伝送装置は、OFDM信号送信装置10とOFDM信号受信装置11から構成される。

【0089】OFDM信号送信装置10は、基本送信パイロット信号発生器10-1、各アンテナで送信される送信パイロットシンボルを全シンボルに対してG回繰り返して与える送信パイロット信号符号変換器10-2、N個のデータ変換器10-3-1~10-3-N、N個の多重化回路10-4-1~10-4-N、N個の高速逆フーリエ変換器10-5-1~10-5-N、シンボルタイミング発生器10-6、N個の送信用周波数変換器10-7-1~10-7-N、送信用局部発信器10-8、N個の送信アンテナ10-9-1~10-9-Nから構成される。

【0090】なお、各アンテナで送信されるデータ信号 T_1 、 T_2 、 \dots 、 T_N には、受信側で同期をとるために必要なブリアンブルが予め付加されているものとする。一方、OFDM信号受信装置11は、N個の受信アンテナ11-10-1~11-10-N、N個の受信用周波数変換器11-11-1~11-11-N、受信用局部発信器11-12、N個の高速フーリエ変換器11-13-1~11-13-N、タイミング信号発生器11-14、

【0091】該高速フーリエ変換器11-13-1~11-13-Nから出力されるN個のアンテナが $N \times G$ シンボルずつ出力するパイロット信号を、シンボル毎に繰り返しG回送信される同一のパイロットシンボルを平均化する受信パイロット信号平均化回路11-15-1~11-15-N、前記受信パイロットシンボル平均化回路の出力である $N \times N$ シンボルの受信パイロットシンボルを読み込み、サブキャリア毎に $N \times N$ 個の成分を抽出し、N行N列の受信サブキャリアパイロット行列をI個構成する受信サブキャリアパイロット行列構成器11-16、

【0092】前記受信サブキャリアパイロット行列構成器において構成された受信サブキャリアパイロット行列を読み込み、この行列に当該サブキャリアに対する送信パイロット信号行列の逆行列を乗算して当該サブキャリアに対するサブキャリア伝達関数行列を計算し、

【0093】計算された伝達関数の逆行列を計算しサブキャリア伝達関数逆行列として記憶するI個のサブキャリア伝達関数逆行列演算器11-15-1~11-15-Iと、該サブキャリア伝達関数逆行列演算器からサブキャリア伝達関数逆行列を読み出し、各サブキャリアの情報信号の該高速フーリエ変換器の出力と乗算することにより各サブキャリアの信号を分離するN個の復調器11-17-1~11-17-Nと、干渉キャンセラ11

-18とから構成される。

【0094】OFDM送信装置における送信パイロットシンボル符号変換器7-2では、全ての送信パイロットシンボルをG回ずつ繰り返す。 $N=4$ 、 $G=2$ の場合を例にとると、送信されるパイロット信号の構成は図9で示される形となる。すなわち、請求項3に対応する実施の形態の例における、BIの全ての成分を行方向にG回繰り返せば所望のパイロット信号の構成が得られる。 $N=4$ 、 $G=2$ の場合におけるBI ($BI_{(N,G)=(4,2)}$ とする)はN行 $N \times 2$ 列の、すなわち、4行8列の行列となり、“数9”に示す構成となる。

【0095】

【数9】

$$BI_{(N,G)=(4,2)} = \begin{pmatrix} 1 & 1 & -1 & -1 & -1 & -1 & -1 & -1 \\ 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & -1 & -1 \\ 1 & 1 & -1 & -1 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 & 1 & -1 & -1 & 1 & 1 \end{pmatrix}$$

【0096】OFDM受信器においては既知である送信パイロットシンボルの繰り返しパターンをもとに、繰り返し送信と逆の操作となる平均化を受信パイロットシンボル平均化回路11-15-1~11-15-Nにおいて行う。すなわち、N個のアンテナで $N \times G$ シンボルずつ受信されたパイロット信号の高速フーリエ変換器11-13-1~11-13-Nの出力に対して、

【0097】各受信パイロットシンボル平均化回路11-15-1~11-15-Nでは、1シンボル目からGシンボル目までを合成して1つ目の受信パイロットシンボルを生成して、 $G+1$ シンボル目から $G \times 2$ シンボル目を合成して2つ目の受信パイロットシンボルを生成して \dots という操作をN回繰り返し、各アンテナで $N \times G$ シンボル受信されるパイロット信号をNシンボルに合成し、伝達関数演算器に受け渡す。

【0098】伝達関数演算器以降の処理は請求項1に対応する実施の形態の例に記載されているものと同一である。この操作により、各パイロット信号に対して与えられ電力は、繰り返し回数Gと同数倍となり、パイロット信号の雑音成分が少なくなりより正確な伝達関数推定が行うことが可能となる。

【0099】

【発明の効果】以上説明したように、請求項1あるいは請求項6の発明によれば、伝達関数推定のためのパイロット信号を全てのアンテナで同時に送信することが可能となる。そのため、従来方式と比較して、送受信アンテナの系統数Nに対してパイロット信号の信号対雑音電力比をN倍にすることが可能となり、より正確な伝達関数の推定を行うことが可能となり、特性の向上を実現できる。

【0100】従来方式で、本発明と同一のシンボル長

で、本発明と同一の信号電力のパイロット信号を送信するためには、各パイロットシンボルをN個ずつ送信しなければならない、これは周波数利用効率を低下させる事につながる。これに対して本発明では、パイロット信号を送信する時間を増やすことなく多重化することにより電力の増加を実現しており、周波数利用効率を下げることなく伝達関数の推定精度を向上させることが可能となる。

【0101】請求項2の発明によれば、伝達関数を推定するための送信パイロットシンボルの全サブキャリア成分の振幅値を同一にすることにより、パイロットシンボルの逆高速フーリエ変換出力である時間波形の振幅変動値を抑圧する事が可能となる。

【0102】請求項3の発明によれば、送信サブキャリアパイロット行列をサブキャリア毎に持つ代わりに、基本パイロット信号行列を各アンテナのパイロット信号毎にシンボル単位で符号を変更して与えることにより同等の処理を行い、回路規模の削減を実現できる。

【0103】請求項4の発明によれば、パイロット信号のサブキャリア成分を全て絶対値が同一で符号のみが異なる実数の組のみで構成し、サブキャリア伝達関数逆行列により、OFDM信号受信装置側における行列演算における複素乗算器の数を減らすことが可能となる。また、この回路規模削減の効果はアンテナ本数Nが増加すればするほど大きなものとなる。

【0104】請求項5あるいは請求項7の発明によれば、OFDM信号送信装置において全てのアンテナの全ての送信パイロット信号をG回繰り返して構成し、OFDM信号受信装置において、G回繰り返されている受信パイロット信号のGシンボルの平均をとり、パイロットシンボルの信号対雑音電力費をG倍にすることにより、伝達関数の推定をより正確にすることが可能となる。

【図面の簡単な説明】

【0105】

【図1】請求項1に対応する実施の形態の例を示す図である。

【0106】

【図2】パイロット信号を含む送信OFDM信号を説明する図である。

【0107】

【図3】パイロット信号の信号空間を説明する図である。

【0108】

【図4】請求項3に対応する実施の形態の例を示す図である。

【0109】

【図5】請求項1～4に対応する実施の形態における伝達関数逆行列演算器の構成の例を示す図である。

【0110】

【図6】請求項1～3に対応する実施の形態の例の伝達

関数逆行列演算器に用いられる複素乗算器の内部構成を説明する図である。

【0111】

【図7】請求項4に対応する実施の形態の伝達関数逆行列演算器に用いられる複素乗算器の内部構成を説明する図である。

【0112】

【図8】請求項5に対応する実施の形態の例を示す図である。

【0113】

【図9】請求項5に対応する実施の形態の例例におけるパイロット信号の構成例を示す図である。

【0114】

【図10】従来のMIMOチャネルにおいてOFDM信号を分離する送受信装置の構成の例を示す図である。

【0115】

【図11】従来の送受信装置において用いられているパイロット信号を含む送信OFDM信号の例を示す図である。

【0116】

【符号の説明】

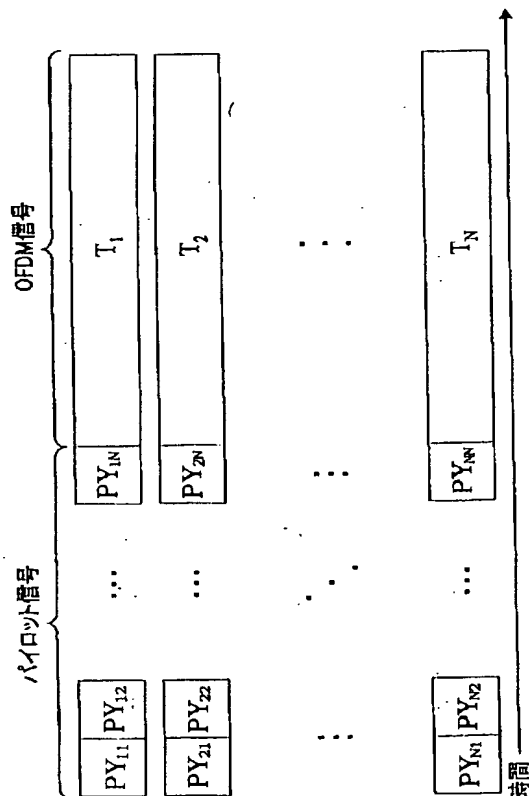
- 1、3、5、10 OFDM信号送信装置
- 2、4、6、11 OFDM信号受信装置
- 3-1-1～3-1-I 送信サブキャリアパイロット行列発生器
- 3-2 送信パイロット信号構成器
- 3-3-1～3-3-N データ変換器
- 3-4-1～3-4-N 多重化回路
- 3-5-1～3-5-N 高速逆フーリエ変換器
- 3-6 シンボルタイミング発生器
- 3-7-1～3-7-N 送信用周波数変換器
- 3-8 送信用局部発信器
- 3-9-1～3-9-N 送信アンテナ
- 4-10-1～4-10-N 受信アンテナ
- 4-11-1～4-11-N 受信用周波数変換器
- 4-12 受信用局部発信器
- 4-13-1～4-13-N 高速フーリエ変換器
- 4-14 タイミング信号発生器
- 4-15 受信サブキャリアパイロット行列構成器
- 4-15-1～4-15-I サブキャリア伝達関数逆行列演算器
- 4-17 干渉キャンセラ
- 4-18-1～4-18-N 復調器
- 5-1 基本送信パイロット信号発生器
- 5-2 送信パイロット信号符号変換器
- 5-3-1～5-3-N データ変換器
- 5-4-1～5-4-N 多重化回路
- 5-5-1～5-5-N 高速逆フーリエ変換器
- 5-6 シンボルタイミング発生器
- 5-7-1～5-7-N 送信用周波数変換器

23

- 5-8 送信用局部発信器
 5-9-1~5-9-N 送信アンテナ
 6-10-1~6-10-N 受信アンテナ
 6-11-1~6-11-N 受信用周波数変換器
 6-12 受信用局部発信器
 6-13-1~6-13-N 高速フーリエ変換器
 6-14 タイミング信号発生器
 6-15 受信サブキャリアパイロット行列構成器
 6-16-1~6-16-I サブキャリア干渉補償
 行列演算器
 6-17 干渉キャンセラ
 6-18-1~6-18-N 復調器
 7 サブキャリア伝達関数逆行列演算器
 7-1-1、7-1-6 複素加算機
 7-2 減算器
 7-3-1~7-3-5 複素除算器
 7-4-1~7-4-8 複素乗算器
 7-5-1、7-5-2 符号変換器
 7-6 逆行列メモリ
 8 複素乗算器
 8-1-1~8-1-4 実乗算器
 8-2-1~8-2-2 実加算器
 9 複素乗算器

【図2】

パイロット信号を含む送信OFDM信号を説明する図

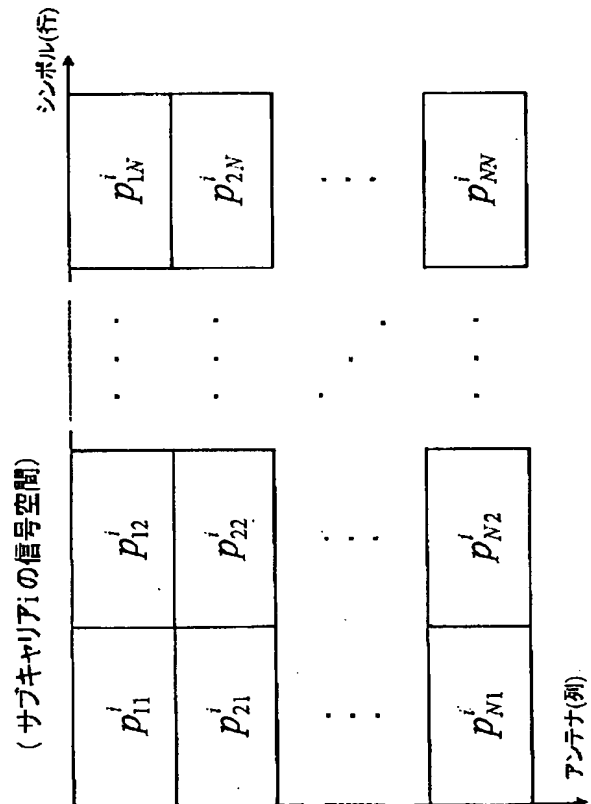


24

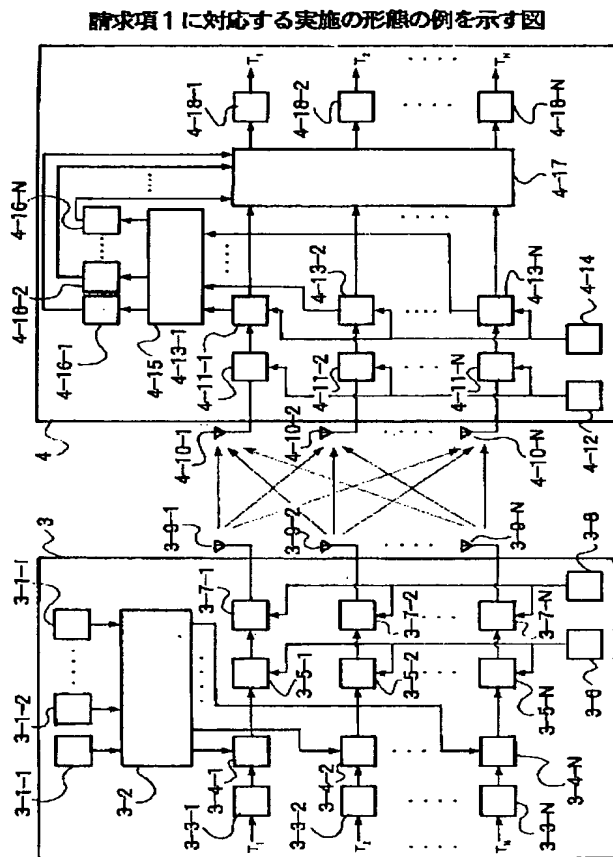
- 9-1-1~9-1-2 符号変換器
 9-2-1~9-2-2 シフトレジスタ
 10-1 基本送信パイロット信号発生器
 10-2 送信パイロット信号符号変換器
 10-3-1~10-3-N データ変換器
 10-4-1~10-4-N 多重化回路
 10-5-1~10-5-N 高速逆フーリエ変換器
 10-6 シンボルタイミング発生器
 10-7-1~10-7-N 送信用周波数変換器
 10 10-8 送信用局部発信器
 10-9-1~10-9-N 送信アンテナ
 11-10-1~11-10-N 受信アンテナ
 11-11-1~11-11-N 受信用周波数変換
 器
 11-12 受信用局部発信器
 11-13-1~11-13-N 高速フーリエ変換
 器
 11-14 タイミング信号発生器
 11-15-1~11-15-N 受信パイロット信
 号平均化回路
 20 11-16 受信サブキャリアパイロット行列構成器
 11-17-1~11-17-N 復調器
 11-18 干渉キャンセラ

【図3】

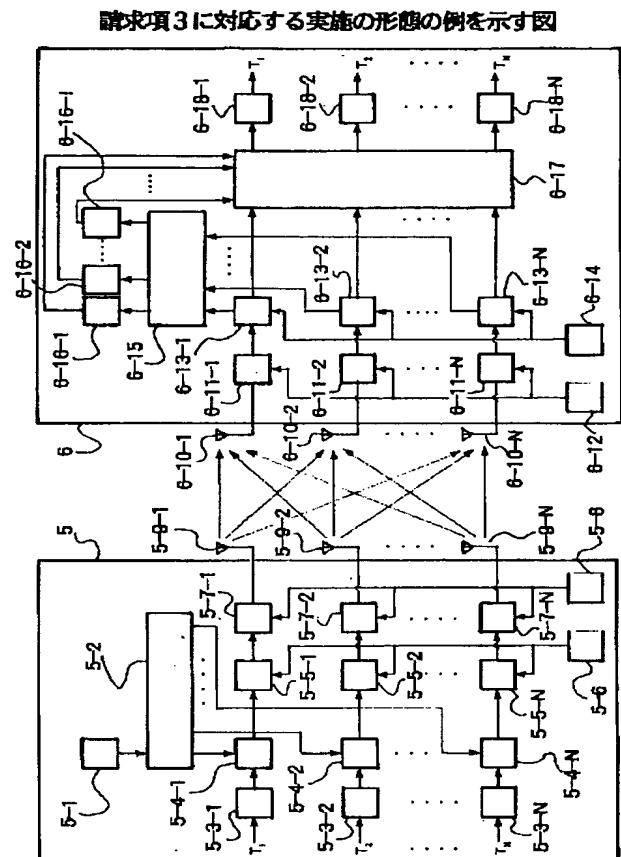
パイロット信号の信号空間を説明する図



【図 1】

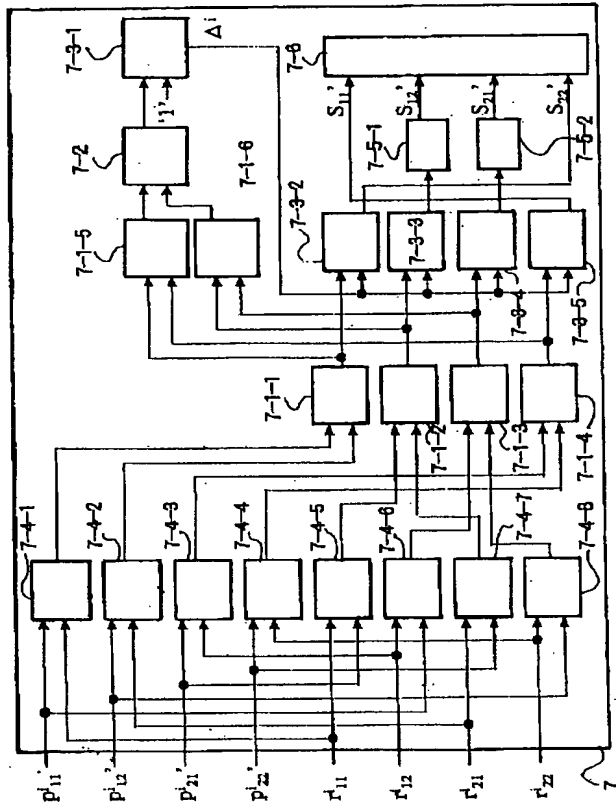


【図 4】



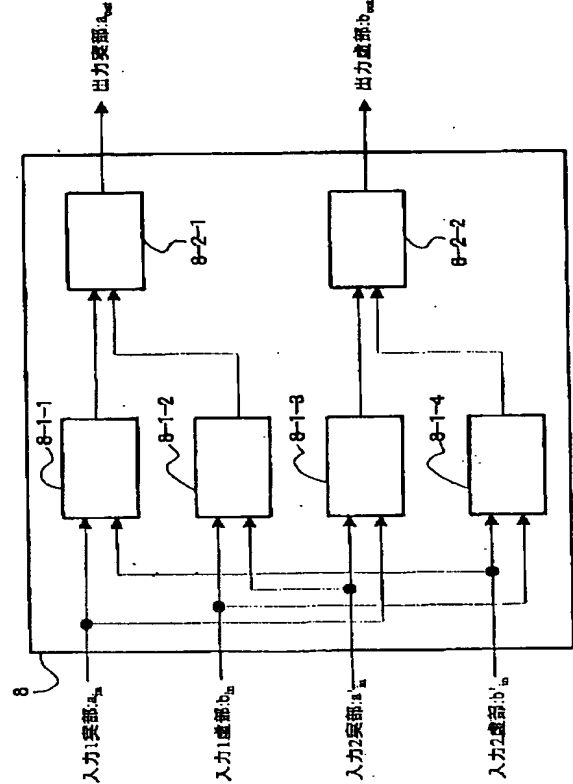
【図5】

請求項1～4に対応する実施の形態における
伝達関数逆行列演算器の構成の例を示す図



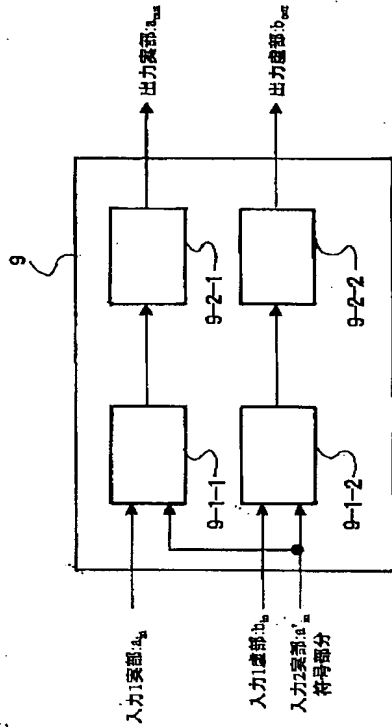
【図6】

請求項1～3に対応する実施の形態の例の
伝達関数逆行列演算器に用いられる
複素乗算器の内部構成を説明する図



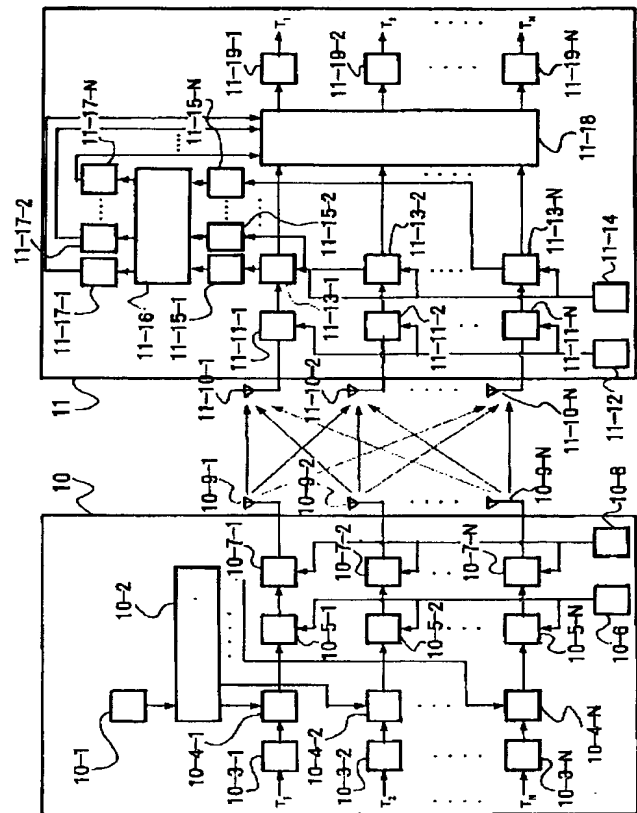
【図7】

請求項4に対応する実施の形態の例の
伝達関数逆行列演算器に用いられる
複素乗算器の内部構成を説明する図



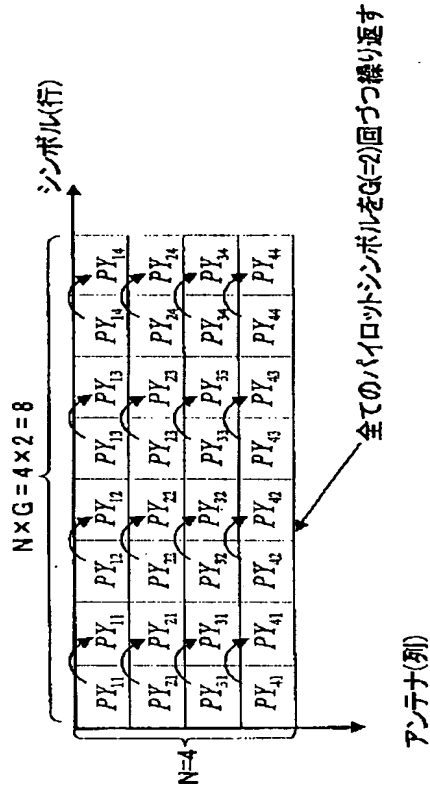
【図8】

請求項5に対応する実施の形態の例を示す図



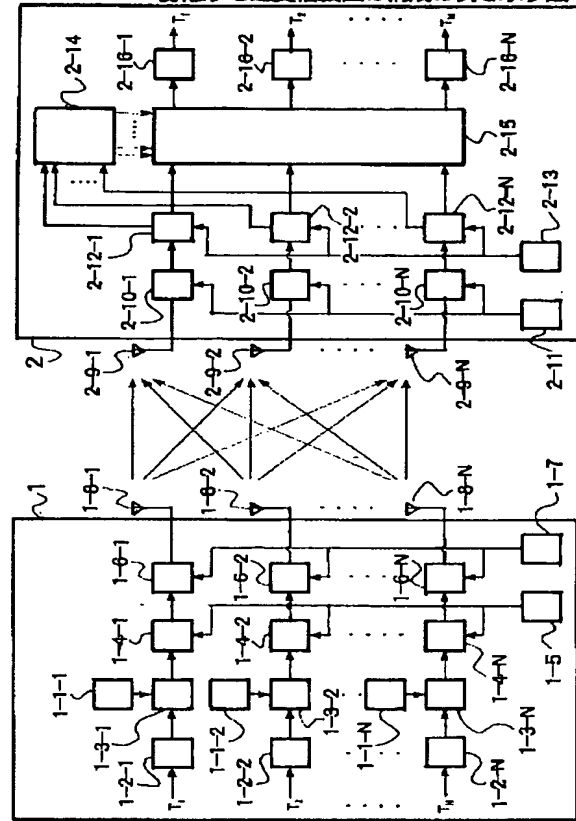
【図 9】

請求項5に対応する実施の形態の例例における
パイロット信号の構成例を示す図



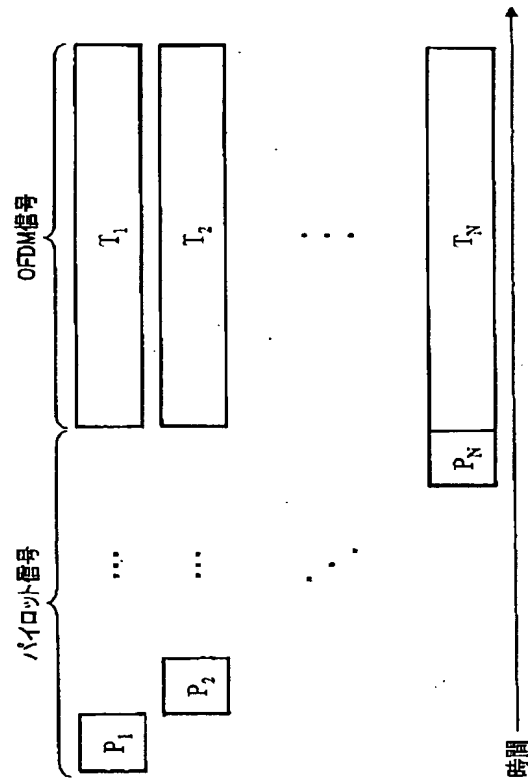
【図 10】

従来のMIMOチャネルにおいてOFDM信号を
分離する送受信装置の構成の例を示す図



【図11】

従来の送受信装置において用いられている
パイロット信号を含む送信OFDM信号の例を示す図



フロントページの続き

(72) 発明者 杉山 隆利
東京都千代田区大手町二丁目3番1号 日
本電信電話株式会社内

(72) 発明者 黒崎 聡
東京都千代田区大手町二丁目3番1号 日
本電信電話株式会社内
Fターム(参考) 5K022 DD01 DD18 DD23 DD33